

# 公告本

348344

|      |          |
|------|----------|
| 申請日期 | 86.09.08 |
| 案號   | 86112944 |
| 類別   | H04B 1/0 |

A4  
C4

348344

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

|             |               |  |
|-------------|---------------|--|
| 一、發明<br>名稱  | 中 文           | 用以改良兩個濾波器調適等化器之盲收斂的技術  |
|             | 英 文           | "TECHNIQUE FOR IMPROVING THE BLIND CONVERGENCE OF A TWO-FILTER ADAPTIVE EQUALIZER" |
| 二、發明<br>創作人 | 姓 名           | 1. 珍-傑魁斯 溫納<br>2. 吉安 楊   |
|             | 國 籍           | 1. 法國<br>2. 加拿大  |
|             | 住、居所          | 1. 美國新澤西州賀門德市賀門德路852號<br>2. 美國新澤西州瑪伯洛市威尼路10號                                       |
| 三、申請人       | 姓 名<br>(名稱)   | 美商朗訊科技公司   |
|             | 國 籍           | 美國   |
|             | 住、居所<br>(事務所) | 美國新澤西州摩里山丘市山脈大道600號  |
|             | 代 表 人<br>姓 名  | 麥克·R·格林  |

348344

(由本局填寫)

|        |
|--------|
| 承辦人代碼： |
| 大類：    |
| IPC分類： |

A6  
B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權  
美國 1996年9月18日 08/717,582 ☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於： ，寄存日期： ，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

四、中文發明摘要 (發明之名稱： 用以改良兩個濾波器調適等化器之盲收斂的技術 )

本發明指示一種所謂「束縛希伯特價值函數」(CHCF)之盲等化價值函數。其對兩個濾波器等化器架構提供可靠之盲收斂。特別是，該CHCF價值函數之設計是使該兩個濾波器限制為一希伯特對。好處是，此技術可在如RCA、CMA及MMA之任何盲等化架構中使用。

英文發明摘要 (發明之名稱： "TECHNIQUE FOR IMPROVING THE BLIND CONVERGENCE OF A TWO-FILTER ADAPTIVE EQUALIZER" )

A blind equalization cost function called the "constrained Hilbert cost function" (CHCF) provides for reliable blind convergence of a two-filter equalizer structure. In particular, the CHCF cost function is designed in such a way that the two filters are constrained to be a Hilbert pair. Advantageously, this technique can be used with any blind equalization algorithms, such as RCA, CMA, and MMA.

## 五、發明說明( )

### 相關應用之參照

相關之主題在 Werner et al 於 1996 年 5 月 7 日登記，名為「盲等化」之序號 08/646404 US 專利申請中揭示。

### 發明背景

本發明和通訊設備，特別是和一接收器之盲等化有關。

在盲等化中，一接收器之調適等化器之收斂並無需使用一瞄準信號。在已知之技術中有二種盲等化技術：一種在此視為該「降低群組架構」(RCA)(如見 Y. Sato 1975 年 6 月於 IEEE Trans. Commun. 第 679-682 頁之 "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems"；以及 1980 年 10 月 7 日登記給 Godard 之 U.S. 專利 No. 4,227,152)；及所謂「常數係數架構」(CMA)之另一技術(如見 D.N. Godard 於 1980 年 11 月之 IEEE Trans. Commun. vol. 28, no. 11, 第 1867-1875 頁之 "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communications Systems"；以 N.K. Jablon 及在 1992 年之 IEEE Trans. 信號處理 vol. 40, no. 6 第 1383-1398 頁之 "Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellations")。另外，Werner et al 於 1996 年 5 月 7 日登記，名為「盲等化」之序號 08/646404，U.S. 專利申請提出一種新的盲等化技術——多係數架構(MMA)——做為上述 RCA 及 CMA 方法之替代。

但是，所有之盲等化方法最基本之性能是達成可靠起始收斂之能力。否則該調適濾波器可能收斂為錯誤之解析。

## 五、發明說明(2)

在此使用之一調適濾波器(如分置線性等化器(FSLE))，爾後就視為一等化器。

可用於盲等化之等化器架構有許多種，如所熟知之技術之交叉耦合複濾波器或四個濾波器架構。但是，基於在複雜性及穩態性能間之折衷，在盲啟動時通常最好使用二個濾波器架構。圖2顯示一說明性二個濾波器之架構。此二個濾波器架構之二個濾波器之脈衝響應形成一希伯特對。但是，該二濾波器各自更新其本身之頻道，而因該二頻道並未耦合，可能造成一些錯誤之解析。

例如，在既知技術中一種錯誤之解析為「對角線解析」。這在該等化器收斂為一對角線信號點群組時產生。對角線解析之發生頻率已知和通訊頻道最有關連。這特別是在該通道有某種部份傳輸延遲偏置時產生。圖20顯示以電腦模擬一64-CAP(無載小、調幅、調相)信號點群組所得之說明性對角線解析。相對地，圖16顯示使用上述MMA盲等化架構一64-CAP信號點群組之說明性正確解析。(該名詞「64-CAP」視為在信號空間或信號群組中之預定符號數目，既然 $2^6=64$ ，各符號代表6位元。CAP通訊系統之其它資訊可見J.J. Werner在1992年6月23日投稿於Minneapolis之ANSI X3T9.5 TP/PMD Working Group之"Tutorial on Carrierless AM/PM-Part I-Fundamentals and Digital CAP Transmitter")。

### 發明概論

本發明揭示一對二個濾波器架構等化器提供可靠盲收斂之技術。特別是，盲等化架構之價值函數是設計為使得該

## 五、發明說明(3)

二個濾波器限制為一希伯特對。在此所用之此新的盲等化價值函數是所謂之「束縛希伯特價值函數」(CHCF)。好處是，此技術可在如RCA、CMA及MMA之任何盲等化架構中使用。

在本發明之一實施例，改良該RCA架構為包含該CHCF。

在本發明之另一實施例，改良該MMA架構為包含該CHCF。

### 圖式簡述

圖1為實施本發明原理之一通訊系統之部份之一說明方塊圖；

圖2為一分相等化器之說明方塊圖；

圖3為一等化器所用一調適濾波器部份之說明方塊圖；

圖4為一交叉耦合等化器之說明方塊圖；

圖5為一四個濾波器等化器之說明方塊圖；

圖6為一等化器輸出信號在收斂前之說明信號點圖；

圖7為一使用該MMA盲等化方法系統之等化器輸出信號之說明信號點圖；

圖8之說明信號點圖說明該RCA盲等化方法之該降低信號點群組；

圖9之說明信號點圖說明該CMA盲等化方法之圓形外圍；

圖10之說明信號點圖說明該MMA盲等化方法之段式線性外圍；

圖11及12是實施本發明原理之一接收器部份之說明方塊圖；

## 五、發明說明(4)

圖13、14及15之說明信號點圖說明該MMA盲等化方法對一非方形群組之段式線性外圍；

圖16及17是使用一二階段MMA盲等化方法之一通訊系統等化器輸出信號之說明信號點圖；

圖18之表格在該RCA、CMA及MMA無CHCF盲等化方法間做一概略之比較；

圖19是用於該RCA、CMA及MMA盲等化方法之說明數據值表；

圖20是一64-CAP信號點群組之錯誤對角線解析說明圖；以及

圖21是在一RCA方法使用該CHCF架構之二個濾波器架構之方塊圖。

### 細述

圖1顯示一實施本發明原理之一通訊系統部份說明高階方塊圖。僅做為說明，假設接收器10接收一CAP信號，該信號可表示為：

$$r(t) = \sum_n [a_n p(t - nT) - b_n \tilde{p}(t - nT)] + \xi(t) \quad (1)$$

其中 $a_n$ 及 $b_n$ 為不連續值多階符號， $p(t)$ 及 $\tilde{p}(t)$ 為形成希伯特對之脈衝響應， $T$ 為該符號週期，及 $\xi(t)$ 是該通道之附加雜訊。

假設等式(1)之該CAP信號在送經通訊通道時失真，及受到符號間干擾(ISI)。此ISI包含通道內ISI( $a_n$ 或 $b_n$ 符號相干擾)及通道間ISI( $a_n$ 或 $b_n$ 符號彼此相干擾)。接收器10之

## 五、發明說明(5)

目的是要去除該ISI及將該附加雜訊 $\xi(t)$ 對所供信號 $r'(t)$ 之影響減到最小。既然本發明觀念通常適用於任何盲等化架構，本發明之觀念將在可用於接收器10之該RCA及MMA架構內容中說明描述。但在描述本發明之觀念前，先提供等化器及前述RCA、CMA及MMA架構之一些背景資訊。

### 等化器架構

圖2顯示一說明之分相FSLE等化器100。假設FSLE等化器100以一輸入信號作用，該信號包含二次元：一共相成份及一正交成份。FSLE等化器100包含二個以有限脈衝響應(FIR)濾波器110、120實施之並聯數位調適濾波器。等化器100稱為「分相FSLE」，因為該二個FIR濾波器110及120收斂為共相及正交濾波器。該等化器架構之一些說明性細節示於圖3。該二個FIR濾波器110及120共用相同之抽頭延遲線115，其儲存連續類比至數位轉換器(A/D)125取樣 $r_k$ 串列。A/D 125之取樣率 $1/T'$ 通常高於該符號率 $1/T$  3至4倍，及能滿足實際信號之取樣理論。其假設 $T/T'=i$ ，其中 $i$ 為整數。

圖3所示該二個調適FIR濾波器110及120之輸出以符號率 $1/T$ 計算。該等化器抽頭及輸入取樣可用對應之 $N$ 次元向量表示。如此，現定義以下之關係：

$$r_n^T[r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-N}] = \text{於延遲線之A/D取樣向量}; \quad (2)$$

$$c_n^T[c_0, c_1, c_2, \dots, c_N] = \text{共相抽頭係數向量}; \text{以及} \quad (3)$$

$$d_n^T[d_0, d_1, d_2, \dots, d_N] = \text{正交相向抽頭係數向量}; \quad (4)$$

其中上角數字 $T$ 表示向量變換，下角數字 $n$ 視為符號週期



## 五、發明說明(6)

$nT$ ，以及  $k=in$ 。

令  $y_n$  及  $\tilde{y}_n$  分別為該共相及正交濾波器之所算出輸出，及：

$$y_n = c_n^T r_n ; \text{ 以及 } \quad (5)$$

$$\tilde{y}_n = d_n^T r_n 。 \quad (6)$$

該輸出  $y_n$  及  $\tilde{y}_n$  之 X/Y 顯示或同樣地該複數輸出  $Y_n = y_n + j\tilde{y}_n$ ，稱為一信號群組。圖6及17顯示在說明之收斂前及後使用該MMA架構之一64-CAP群組。在收斂後，該信號群組由因一些小雜訊及ISI而惡化之複數符號  $A_n = a_n + jb_n$  之顯示組成。

在操作之正常模式，圖2所示之決定裝置(或分割器)130及135將等化器100之該取樣輸出  $y_n$  及  $\tilde{y}_n$  和有效符號值  $a_n$  及  $b_n$  比較，及決定被傳送之符號。這些分割符號以  $\hat{a}_n$  及  $\hat{b}_n$  表示。該接收器再計算接著之共相及正交誤差  $e_n$  及  $\tilde{e}_n$ ：

$$e_n = y_n - \hat{a}_n , \quad (7a)$$

$$\tilde{e}_n = \tilde{y}_n - \hat{b}_n , \quad (7b)$$

及使用該熟知之最小均方(LMS)架構更新該二個調適濾波器之抽頭係數，也就是，

$$c_{n+1} = c_n - \alpha e_n r_n , \quad (8a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha \tilde{e}_n r_n , \quad (8b)$$

其中  $\alpha$  是在該抽頭調整架構所用之步驟大小。

圖4顯示一交叉耦合FSLE 200。在此等化器架構，該A/D取樣先分別送至二個固定之共相及正交FIR濾波器210及205。在此情形，A/D 125之取樣率  $1/T'$  通常為該符號率

## 五、發明說明( 7 )

1/T之四倍。該二個固定FIR濾波器之輸出以一和已知技術之類比信號取樣定理一致之比率1/T"計算。該輸出信號再送至具有所謂交叉耦合架構之等化器200。1/T"通常是該符號率1/T的二倍。

該交叉耦合等化器200使用二個調適FIR濾波器215a及215b，各具有抽頭向量 $c_n$ 及 $d_n$ 。為求簡化，再次使用相同之抽頭向量註解 $c_n$ 及 $d_n$ (在先前描述圖2之等化器100中曾使用)。但熟於本技巧者會清楚該二種等化器之抽頭向量是不同的。此二濾波器各使用二次來計算該等化器之輸出 $y_n$ 及 $\tilde{y}_n$ 。令 $r_n$ 及 $\tilde{r}_n$ 為用來計算該交叉耦合等化器輸出之該共相及正交濾波器之輸向量。可達成以下之定義：

$$C_n = c_n + j d_n, \quad (9a)$$

$$R_n = r_n + j \tilde{r}_n, \text{ 以及 } \quad (9b)$$

$$Y_n = y_n + j \tilde{y}_n \quad (9c)$$

該等化器之複數輸出 $Y_n$ 可用以下之精簡方式寫出：

$$Y_n = C_n^{*T} R_n, \quad (10)$$

其中該星標\*表示共軛複數。以下對該分割複數符號 $\hat{A}_n$ 及以複數誤差 $E_n$ 進行定義：

$$\hat{A}_n = \hat{a}_n + j \hat{b}_n, \quad (11a)$$

$$E_n = Y_n - \hat{A}_n. \quad (11b)$$

用以更新該複數抽頭向量 $C_n$ 之該LMS架構可寫為：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha E_n^* R_n. \quad (12)$$

圖5顯示四個濾波器FSLE。四個濾波器等化器300之概略架構和圖4所示之交叉耦合FSLE 200相同，除了該調適部

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

## 五、發明說明 ( 8 )

份包含四個不同之濾波器而非二個使用二次之濾波器。因此稱之為四個濾波器FSLE。等化器300該二輸出信號之計算如下：

$$y_n = c_{1,n}^T r_n + d_{2,n}^T \tilde{r}_n, \text{ 以及} \quad (13a)$$

$$\tilde{y}_n = c_{2,n}^T \tilde{r}_n - d_{1,n}^T r_n. \quad (13b)$$

使用等式(7a)及(7b)對共相及正交誤差 $e_n$ 及 $\tilde{e}_n$ 之定義，該四個濾波器之抽頭更新架構則：

$$c_{1,n+1} = c_{1,n} - \alpha e_n r_n, \quad (14a)$$

$$d_{1,n+1} = d_{1,n} + \alpha \tilde{e}_n r_n, \quad (14b)$$

$$c_{2,n+1} = c_{2,n} - \alpha \tilde{e}_n \tilde{r}_n, \text{ 以及} \quad (15a)$$

$$d_{2,n+1} = d_{2,n} - \alpha e_n \tilde{r}_n. \quad (15b)$$

概略描述過圖2-5所示一些先前技術之等化器架構，現將利用圖2該等化器架構對盲等化觀念之一般概念進行描述。

### 盲等化觀念

在操作之正常(穩態)模式，圖2之決定裝置，也就是分割器130及135將該等化器複輸出取樣 $Y_n$ (其中 $Y_n = y_n + j\tilde{y}_n$ )和所有可能之傳送複符號 $A_n$ (其中 $A_n = a_n + jb_n$ )比較，及選擇和 $Y_n$ 最接近之符號 $\hat{A}_n$ 。該接收器則計算誤差 $E_n$ ，其中：

$$E_n = Y_n - \hat{A}_n \quad (16)$$

這是用來更新該等化器100之該抽頭係數。因為使用分割器130及135之決定，這種抽頭調適稱為「決定導向」。最常用之抽頭更新架構是該LMS架構，其為將該均分誤差(MSE)最小化之一隨機梯度架構，其定義如下：

$$MSE \triangleq E[|E_n|^2] = E[|Y_n - \hat{A}_n|^2] = E[e_n^2] + E[\tilde{e}_n^2], \quad (17)$$

## 五、發明說明(9)

其中  $E[\cdot]$  表示期望值，以及  $e_n$  及  $\tilde{e}_n$  分別是共相及正交誤差。

在啓動開始時，該等化器 100 之輸出信號  $Y_n$  如圖 6 說明受許多符號間干擾損害。後者表示使用圖 2 代表之相位分割 FSLE 之一 64-CAP 接收器所得之實驗數值。

當在啓動中使用一校正串列時(也就是一  $A_n$  符號預定串列)，該接收器可利用該等化器輸出信號  $Y_n$  及該已知傳輸符號  $A_n$  串列計算有意義之誤差  $E_n$ 。爲和決定指向抽頭調適區別，在此情形抽頭調適稱爲以「理想參考值」處理。

但在無校正串列可用時，等化器 100 必須盲收斂。在此情形，由圖 6 可清楚因分割器做了太多錯誤之決定，故不能使用一決定指向抽頭更新架構來收斂該等化器。

因此，盲等化之原理是使用一抽頭調適架構將較等式(17)所表示該 MSE 適於提供等化器 100 之起始收斂之一價值函數最小化。該 RCA、CMA 及 MMA 架構所用之價值函數描述如下。

在盲啓動中之等化器收斂，通常包含二個主要步驟。首先使用一盲等化架構將該「眼圖」打開(以下將視爲「開眼」)。一旦該眼張開足夠，該接收器切換至一決定指向抽頭調適架構。

### 降低群組架構(RCA)

此部份提供該 RCA 架構之概觀。此概觀依照前述各說明之等化器架構內容中對該 RCA 架構之描述。

在該 RCA 架構，使用於該抽頭更新架構之誤差是由一信號群組點數較該接收群組小而得。如說明，再次假設該信

## 五、發明說明 ( 10 )

號群組包含64個符號。在該RCA架構，該降低群組如圖8所示通常只包含4個信號點。要知道，該RCA架構需要使用如分割器之決定裝置來由該降低群組選擇最接近之信號點。在該接收取樣 $Y_n$ 及該降低群組中最接近之信號點 $\hat{A}_{r,n}$ 間之誤差為複數：

$$E_{r,n} = e_{r,n} + j\tilde{e}_{r,n} = Y_n - \hat{A}_{r,n}, \text{ 其中} \quad (18)$$

$$\hat{A}_{r,n} = \hat{a}_{r,n} + j\hat{b}_{r,n} = R[\text{sgn}(y_n) + j\text{sgn}(\tilde{y}_n)], \text{ 以及} \quad (19)$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 為符號函數，及右邊之表示對應到該降低群組包含四點之情形。該降低群組架構將以下價格函數最小化：

$$CF = E[|E_{r,n}|^2] = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2] = E[|Y_n - \hat{A}_{r,n}|^2], \quad (20)$$

其中 $E[\cdot]$ 表示期望值及其中 $e_{r,n}$ 視為該切割器誤差。

現在看圖2所示該相位分割等化器架構。利用等式(5)、(6)及(20)，得到以下等式：

$$e_{r,n} = y_n - \hat{a}_{r,n} = c_n^T r_n - R \text{sgn}(y_n), \quad (21a)$$

$$\tilde{e}_{r,n} = \tilde{y}_n - \hat{b}_{r,n} = d_n^T r_n - R \text{sgn}(\tilde{y}_n) \quad (21b)$$

對於抽頭向量 $c_n$ 及 $d_n$ ，等式(20)代表之該價值函數梯度為：

$$\nabla_c(CF) = 2E[e_{r,n} r_n], \text{ 以及} \quad (22a)$$

$$\nabla_d(CF) = 2E[\tilde{e}_{r,n} r_n]. \quad (22b)$$

這些梯度在該頻道完全等化，也就是當該接收取樣 $Y_n$ 等於該符號值 $A_n$ 時為0。此狀況得到以下R值：

$$R = \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]}, \quad (23)$$

例如考量對抽頭向量 $c_n$ 之梯度。在等式(21a)及(21b)左側

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

## 五、發明說明 ( 11 )

狀況為： $E[y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)]r_n = 0$ 。為完全等化 $y_n = a_n$ 。另外，假設不同之符號不相關連，則： $E[a_n r_n] = k_n E[a_n^2]$ ，其中 $k_n$ 為一固定向量，其登錄為該頻道之函數。上述狀況則可寫為： $E[a_n^2] - R E[\operatorname{sgn}(a_n)a_n] = 0$ 。注意 $\operatorname{sgn}(a_n)a_n = |a_n|$ ，及解出 $R$ ，可得到等式(23)。

等式(22a)及(22b)之非平均梯度可用於隨機梯度架構，以調適該等化器之抽頭係數，而得到以下抽頭係數架構：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha[y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)]r_n, \text{ 及} \quad (24a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha[\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n)]r_n \quad (24b)$$

在圖4說明該交叉耦合FSLE架構，此等化器之該複輸出 $y_n$ 是由等式(10)算出。使用等式(20)之表示，對該複抽頭向量 $C_n$ 之該價值函數梯度為：

$$\nabla_c = E[(y_n - \hat{A}_{r,n}) * R_n] \quad (25)$$

假設為一完全等化頻道，則以下 $R$ 之表示為：

$$R = \frac{E[|A_n|^2]}{E[|a_n|] + E[|b_n|]} = \frac{E[|A_n|^2]}{2E[|a_n|]} \quad (26)$$

其中右側之表示對一般 $E[|a_n|] = E[|b_n|]$ 之情形和等式(23)相同。該複抽頭向量 $C_n$ 之抽頭更新架構為：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha(y_n - \hat{A}_{r,n}) * R_n \quad (27)$$

在圖5說明該四個濾波器FSLE架構，此四個濾波器等化器架構之輸出 $y_n$ 及 $\tilde{y}_n$ 是由等式(13a)及(13b)算出。對四個抽頭向量，等式(20)之價值函數梯度和等式(22a)及(22b)相似，在此不再重覆。該抽頭更新架構為：

$$c_{1,n+1} = c_{1,n} - \alpha[y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)]r_n, \quad (28a)$$

## 五、發明說明 ( 12 )

$$d_{1,n+1} = d_{1,n} + \alpha [\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n)] r_n, \quad (28b)$$

$$c_{2,n+1} = c_{2,n} - \alpha [\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n)] \tilde{r}_n, \text{ 以及 } (28c)$$

$$d_{2,n+1} = d_{2,n} - \alpha [y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)] \tilde{r}_n, \quad (28d)$$

其中常數R和等式(23)相同。

RCA之主要優點是實施價格低，因其一般是最不複雜之盲等化架構。等式(24a)、(24b)、(27)及(28)代表之該抽頭更新架構和等式(8a)及(8b)代表之標準LMS架構相同，除了該分割器使用之點數不同。

RCA之主要缺點是無法預期及不夠強壯。該架構已知常收斂為所謂之「錯誤解析」。由頻道等化上而言，這些解析是相當可接受的，但該接收器無法將正確資料復元。要知道，圖2之該等化器架構較圖4之架構可能收斂為錯誤之解析。這是因為前者之自由度遠較後者高。

圖2之該等化器架構常得到一種所謂對角線解析之錯誤解析。在此情形，該共相及正交濾波器均收斂為相同之濾波器，故均產生相同之輸出取樣。結果，該等化器輸出之該信號群組如圖20所說明由沿一對角線聚集之點形成。

當該共相及正交濾波器產生差異為整數符號週期之傳送延遲時，可發生其它錯誤之解析。例如，在一已知之取樣情形， $a_n$ 可能出現在該共相濾波器之輸出，同時 $b_{n-1}$ 出現在該正交濾波器之輸出。此種錯誤解析可在該等化器輸出之信號群組產生未和傳送符號對應之點。例如，一32點信號群組可能轉換為一36點群組，及在圖13、14及15該128點群組可轉換為一144點群組。

## 五、發明說明 ( 13 )

常數係數架構(CMA)

此章節提供該CMA架構之概觀。此概觀則遵循前述各說明等化器架構中對該CMA架構之描述。

該CMA架構相對於具有半徑R之圓，將該等化取樣 $y_n$ 之分散最小化。這在圖9以圖形說明。該CMA架構將以下價值函數最小化：

$$CF = E[|Y_n|^L - R^L]^2, \quad (29)$$

其中L為一正整數。實際上最常用之情形是 $L=2$ 。等式(29)之價值函數為一真正之二次元價值函數，其將相對於一圓形二次元外圍之該等化器複輸出信號 $Y_n$ 之分散最小化。

在圖2所示該相位分割等化器架構。相對於該抽頭向量 $c_n$ 及 $d_n$ 之該價值函數梯度為：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[|Y_n|^L - R^L] |Y_n|^{L-2} y_n r_n, \text{ 以及} \quad (30a)$$

$$\nabla_d (CF) = 2L \times E[|Y_n|^L - R^L] |Y_n|^{L-2} \tilde{y}_n r_n. \quad (30b)$$

若為一完全等化頻道， $R^L$ 值則為：

$$R = \frac{E[|A_n|^{2L-2} a_n^2]}{E[|A_n|^{L-2} a_n^2]} = \frac{E[|A_n|^{2L}]}{E[|A_n|^L]}, \quad (31)$$

其中右側之表示適用於符號 $a_n$ 及 $b_n$ 之統計值相同之一般狀況。在 $L=2$ ，則隨機梯度抽頭更新架構為：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) y_n r_n, \text{ 以及} \quad (32a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) \tilde{y}_n r_n. \quad (32b)$$

在圖4說明該交叉耦合FSLE架構，對於該複抽頭向量 $C_n$ ，該等式(29)代表該價值函數梯度等於：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[|Y_n|^L - R^L] |Y_n|^{L-2} Y_n^* R_n. \quad (33)$$



## 五、發明說明 ( 14 )

對  $L=2$ ，該複抽頭向量之抽頭更新架構為：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha(|Y_n|^2 - R^2)Y_n^* R_n, \quad (34)$$

其中  $R$  是由等式 (31) 右側表示而得。

在圖 5 說明該四個濾波器 FSLE 架構，對該四個抽頭向量等式 (29) 代表該價值函數梯度，和由等式 (30a) 及 (30b) 得出者相似。對  $L=2$ ，該抽頭更新架構成為：

$$c_{1,n+1} = c_{1,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)y_n r_n, \quad (35a)$$

$$d_{1,n+1} = d_{1,n} + \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n r_n, \quad (35b)$$

$$c_{2,n+1} = c_{2,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n \tilde{r}_n, \text{ 以及} \quad (35c)$$

$$d_{2,n+1} = d_{2,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)y_n \tilde{r}_n \quad (35d)$$

該常數  $R$  和在等式 (31) 相同。

CMA 之主要優點是其強壯及可預期。不像 RCA，其很少收斂為錯誤之解析。在一些和在此考量不同之應用，其亦有在載子相位變化時能將該頻道部份等化之優點。CMA 之主要缺點是其實施上之花費。該 CMA 抽頭更新架構較該 RCA 架構及該 MMA 架構複雜，另外，該 CMA 架構在該等化器輸出需要一所謂之「轉子」。結果，一旦到達某種程度之收斂，在切換至一決定導向抽頭調適架構前，該等化器之輸出信號必須反轉。這在該等化器後需使用一載子，在某種應用會增加實施 CMA 之費用。但要知道，在如音頻帶及電纜調變解調器之其它應用，為了如追蹤該頻道產生之頻率偏移之其它目的，無論如何均需要該轉子功能。在後者這些狀況，該旋轉之需要不會增加實施費用，則 CMA 成為很好之方法。

## 五、發明說明 ( 15 )

### 多係數架構(MMA)

該MMA架構沿片段線性共相及正交外圍將該等化器輸出取樣 $y_n$ 及 $\tilde{y}_n$ 之分散最小化。對用於16、64及256 CAP系統之方形信號群組特殊狀況，該外圍成為直線。圖10說明一64點群組。該多係數架構將以下價值函數最小化：

$$CF = E[(y_n^L - R^L(Y_n))^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L(Y_n))^2], \quad (36)$$

其中L是正整數及 $R(Y_n)$ 及 $\tilde{R}(Y_n)$ 是和等化器輸出 $Y_n$ 有關之不連續正值。

### 多係數架構(MMA)-方形群組

在方形群組， $R(Y_n) = \tilde{R}(Y_n) = R = \text{常數}$ ，因此等式(36)之價值函數成為：

$$CF = CF_I + CF_Q = E[(y_n^L - R^L)^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L)^2], \quad (37)$$

和等式(29)代表之CMA價值函數不同，其不是真的二次元價值函數。而是二個獨立之一次元價值函數 $CF_I$ 及 $CF_Q$ 之和。現將描述該三種說明等化器(前述)之該MMA架構應用。

在圖2所示該分相等化器架構中，對該抽頭向量 $c_n$ 及 $d_n$ ，等式(37)之價值函數梯度等於：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[(|y_n|^L - R^L)|y_n|^{L-2} y_n r_n], \text{ 以及} \quad (38a)$$

$$\nabla_d (CF) = 2L \times E[(|\tilde{y}_n|^L - R^L)|\tilde{y}_n|^{L-2} \tilde{y}_n r_n]. \quad (38b)$$

假設為完全等化頻道，則 $R^L$ 值為：

$$R^L = \frac{E[a_n^{2L}]}{E[|a_n|^L]}, \quad (39)$$

當 $L=2$ 時是在費用及性能間之最佳折衷，在此情形該抽頭更新架構成為：

## 五、發明說明 ( 16 )

$$c_{n+1} = c_n - \alpha(y_n^2 - R^2)y_n r_n, \text{ 以及} \quad (40a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha(\tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n r_n. \quad (40b)$$

在圖4說明該交叉耦合FSLE架構，對於該複抽頭向量 $C_n$ ，該等式(37)代表之該價值函數梯度為：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[K^* R_n], \quad (41)$$

其中，

$$K = [(|y_n|^L - R^L)|y_n|^{L-2}y_n] + j[(|\tilde{y}_n|^L - R^L)|\tilde{y}_n|^{L-2}\tilde{y}_n]. \quad (42)$$

假設是一完全等化通道， $R^L$ 值是：

$$R^L = \frac{E[a_n^{2L} + b_n^{2L}]}{E[|a_n|^L + |b_n|^L]}, \quad (43)$$

在符號 $a_n$ 及 $b_n$ 之統計值相同之一般狀況，其將簡化為等式(39)。對 $L=2$ ，該複抽頭向量 $C_n$ 之抽頭更新架構成為：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha K^* R_n, \quad (44)$$

其中：

$$K = (y^2 - R^2)y + j[(\tilde{y}^2 - R^2)\tilde{y}]. \quad (45)$$

在圖5說明該四個濾波器FSLE架構，對該四個抽頭向量，等式(37)代表之該價值函數梯度和在等式(6.5)類似。當 $L=2$ ，該抽頭更新架構為：

$$c_{1,n+1} = c_{1,n} - \alpha(y_n^2 - R^2)y_n r_n, \quad (46a)$$

$$d_{1,n+1} = d_{1,n} + \alpha(\tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n r_n, \quad (46b)$$

$$c_{2,n+1} = c_{2,n} - \alpha(\tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n \tilde{r}_n, \text{ 以及} \quad (46c)$$

$$d_{2,n+1} = d_{2,n} - \alpha(y_n^2 - R^2)y_n \tilde{r}_n. \quad (46d)$$

該常數 $R$ 和在等式(39)相同。

對等化器100，使用該MMA架構之該前述二階盲等化程

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

歌

## 五、發明說明 ( 17 )

序，以圖6、16及17說明。圖6顯示在任何形式之收斂前之等化器100之輸出信號。如前所述，圖6代表在使用圖2表示一分相FSLE之一64-CAP接收器所得到之實驗數據。圖7說明該MMA處理收斂之開始。如圖16所示，該MMA技術將該等化器收斂到足以清楚將該64-符號信號空間說明為64個雜訊團。雖然這些雜訊通常在穩態操作不被接受一但該眼開到足以使該接收器切換至一64點分割器及一決定導向LMS架構。最後之結果如圖17所示是較乾淨之群組。通常當該符號誤差率優於 $10^{-2}$ 時，可在MMA及決定導向該二調適模式間進行一乾淨之傳送，但在更差之符號誤差率時，亦曾觀察到成功之傳送。要知道，圖16之雜訊堆可由減少該MMA抽頭調整架構之步階大小而更加降低。事實上，在一些應用是可能除去對一決定導向抽頭調適架構之切換。但要知道，這會增加該起始時間及所需之數位精確度。

非方形群組可使用方形群組之該MMA架構而無需改良。在此情形，當計算該常數R時要小心，因該符號 $a_n$ 及 $b_n$ 之不連續程度並非均有相同之發生機率(前述)。但經由電腦模擬已發現MMA架構在非方形群組會較方形群組不可靠。這可利用以下章節討論之改良MMA來改正。

### 多係數架構(MMA)-非方形群組

改良式MMA之原理以一128-CAP信號群組，在圖13、14及15說明。(一128-點信號群組是由以下方式求得。首先利用該符號程度 $\pm 1$ 、 $\pm 3$ 、 $\pm 5$ 、 $\pm 7$ 、 $\pm 9$ 、 $\pm 11$ 定義-144-點信號群組，及將在各象限四角之點移去。)現延片段

## 五、發明說明 ( 18 )

直線將該等化器輸出取樣 $y_n$ 及 $\tilde{y}_n$ 之分散最小化。 $y_n$ 及 $\tilde{y}_n$ 再次是獨立進行。由等式(37)所得該共相價值函數為：

$$CF_Q = E[(\tilde{y}_n^L - R_1^L)^2] \text{ 若 } |y_n| < K, \text{ 以及} \quad (47a)$$

$$CF_Q = E[(y_n^L - R_2^L)^2] \text{ 若 } |y_n| > K. \quad (47b)$$

由等式(7)所得該正交價值函數為：

$$CF_I = E[(y_n^L - R_1^L)^2] \text{ 若 } |\tilde{y}_n| < K, \text{ 以及} \quad (47c)$$

$$CF = E[(y_n^L - R_2^L)^2] \text{ 若 } |\tilde{y}_n| > K. \quad (47d)$$

該常數 $K$ 為研究中之一信號群組函數值，及由經驗來決定。在128-CAP之電腦模擬中，建議 $K=8$ 。等式(47)使用二個不同之係數 $R_1$ 及 $R_2$ ，因為在該128點群組使用之符號 $a_n$ 及 $b_n$ 具有發生機率不同之二程度組 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ 及 $\{\pm 9, \pm 11\}$ 。若有不只二組具有不同統計值之符號程度，可使用更多係數。

等式(47)之係數 $R_1$ 及 $R_2$ 是利用評估該符號瞬間對於使用一已知係數之符號程度組，而由等式(39)計算出來(以下將另外描述)。例如，在圖13說明對該共相次元之係數，及將之提供給一128-CAP信號群組之實數符號 $a_n$ 。該符號瞬間之計算可僅考量該第一象限。假設此象限之24符號子組提供給 $R_1$ 。在這些符號 $a_n=1, 3, 5, 7, 9, 11$ 及 $b_n=1, 3, 5, 7$ ，因此各 $a_n$ 值發生機率各為 $4/24=1/6$ 。類似地，該 $R_2$ 子組有8個符號；其中 $a_n=1, 3, 5, 7$ 及 $b_n=9, 11$ ，因此各 $a_n$ 值之發生機率為 $2/8=1/4$ 。因此該符號之變異數成為：

$$\text{對 } R_1 \text{ 符號, } E[a_n^2] = \frac{1}{6}(1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2 + 9^2 + 11^2) \approx 47.67, \text{ 以及} \quad (48a)$$

## 五、發明說明 ( 19 )

$$\text{對 } R_2 \text{ 符號, } E[a_n^2] = \frac{1}{4}(1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2) = 21, \quad (48b)$$

該符號之其它瞬間以類似方式計算及再用於等式(39)來評估不同之係數值。

該改良MMA架構之抽頭更新架構和等式(40)、(44)及(46)相同，除了該常數R視所接收之等化器輸出取樣 $Y_n$ 由 $R_1$ 及 $R_2$ 取代。圖14說明該正交次元之係數及將之用於該128-CAP信號群組之符號 $b_n$ 。代表圖13及14聯集之圖15可清楚，該共相及正交抽頭更新架構，在已知之符號之週期無需使用相同之係數 $R_1$ 及 $R_2$ 。

資料符號瞬間

以下描述討論「資料符號瞬間」之觀念。特別是當符號 $a_n$ 及 $b_n$ 值和該奇整數 $\pm 1$ 、 $\pm 3$ 、 $\pm 5$ 、 $\pm 7$ ，...成正比時，該瞬間 $E[|a_n|^L]$ 、 $E[|b_n|^L]$ 及 $E[|A_n|^L]$ 呈封閉形式表示。則使用這些表示來求得用於該三個盲等化架構之常數R之封閉形式表示，及在圖19之表中說明(描述如下)。

首先假設該符號 $a_n$ 及 $b_n$ 有相同之統計值，因此 $E[|a_n|^L] = E[|b_n|^L]$ 。首先考量以下已知整數乘方和：

$$\sum_{k=1}^m k = \frac{1}{2}m(m+1), \quad (49a)$$

$$\sum_{k=1}^m k^2 = \frac{1}{6}m(m+1)(2m+1), \quad (49b)$$

$$\sum_{k=1}^m k^3 = \frac{1}{4}[m(m+1)]^2, \text{ 以及 } \quad (49c)$$

$$\sum_{k=1}^m k^4 = \frac{1}{30}m(m+1)(2m+1)(3m^2+3m-1)。 \quad (49d)$$

可用這些和來找出奇整數乘方和之封閉形式表示。例如

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

水

## 五、發明說明 ( 20 )

，對乘方 1：

$$(1+3+5+7) = (1+2+3+4+5+6+7) - 2(1+2+3) \\ \rightarrow \sum_{k=1}^m (2k-1) = \sum_{k=1}^{2m-1} k - 2 \sum_{k=1}^{m-1} k = m^2, \quad (50)$$

其中中間該二和利用等式(49a)該閉合形式表示來評估。  
對其它奇整數乘方和可使用類似之串列操作。

現在考量使用值  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \dots, \pm (2m-1)$  之符號  $a_n$  及  $b_n$  之方形信號群組，其中  $m$  為不同符號程度之數目(大小)。例如，對 4-CAP、16-CAP、64-CAP 及 256-CAP 方形信號群組， $m$  分別 = 1, 2, 4 及 8。亦假設所有之符號值機率相等。結果，該符號  $a_n$  之瞬間為：

$$E[a_n] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1) = m, \quad (51)$$

$$E[a_n^2] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1)^2 = \frac{1}{3}(4m^2-1), \quad (52)$$

$$E[a_n^3] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1)^3 = m(2m^2-1), \text{ 以及 } \quad (53)$$

$$E[a_n^4] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1)^4 = \frac{1}{15}(4m^2-1)(12m^2-7). \quad (54)$$

接著，假設該複符號  $A_n = a_n + j b_n$ 。若該符號  $a_n$  及  $b_n$  不相關連，以下對該複符號偶瞬間之表示為：

$$E[|A_n|^2] = 2E[a_n^2], \text{ 以及 } \quad (55a)$$

$$E[|A_n|^4] = 2E[a_n^4] + 2[E[a_n^2]]^2. \quad (55b)$$

在等式(55b)使用等式(52)及(54)，則：

$$E[|A_n|^4] = \frac{4}{45}(4m^2-1)(28m^2-13) \quad (56)$$

現在可使用以上結果來求得用於各種盲等化架構該常數  $R$  之閉合形式表示。以下這些常數之表示(很簡單)則：

## 五、發明說明 ( 21 )

$$R_{\text{rea}} \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]} = \frac{4m^2 - 1}{3m}, \quad (57)$$

$$R_{\text{mma}}^2 \frac{E[a_n^4]}{E[|a_n|^2]} = \frac{12m^2 - 7}{5}, \text{ 以及} \quad (58)$$

$$R_{\text{mma}}^2 \frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]} = \frac{56m^2 - 26}{15}。 \quad (59)$$

對非方形信號群組， $a_n$ 及 $b_n$ 之不同符號程度 $2k-1$ 有不同之發生機率，甚至是在所有複符號 $A_n$ 之機率相同時。這在圖15說明該128點群組會很清楚。在此情形，該符號瞬間需依照以下該一般公式計算：

$$E[|a_n|^L] = P_1 \sum_{k=1}^{m_1} (2k-1)^L + P_2 \sum_{m_1+1}^{m_2} (2k-1)^L + P_3 \sum_{m_2+1}^{m_3} (2k-1)^L + \dots \quad (60)$$

其中 $P_i$ 為該符號程度出現在該對應和之發生機率。在典型之32-CAP及128-CAP群組，在(60)之該表示限於二個不同之機率 $P_1$ 及 $P_2$ 。

其它則均相等(也就是符號率、定型濾波器等)，這可確保若 $E[a_n^2] = E[b_n^2] = \text{常數}$ 時，不論使用之信號群組種類，在一CAP傳送器輸出是常數平均功率。當然，若需滿足該平均功率限制，不同之信號群組將需使用不同之符號值。因此，通常一信號群組將使用符號值 $\lambda(2k-1)$ ，其中將選擇 $\lambda$ 使得該平均功率限制能夠滿足。為求簡化，假設 $E[a_n^2] = 1$ 。對方形群組，該 $\lambda$ 值則可由等式(52)決定，結果：

$$E[a_n^2] = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m [\lambda(2k-1)]^2 = \frac{\lambda^2(4m^2-1)}{3} = 1 \rightarrow \lambda^2 = \frac{3}{4m^2-1} \quad (61)$$

在等式(57)、(58)及(59)使用此 $\lambda$ 表示，標準化常數 $R$ 之表示則為

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

水



## 五、發明說明 ( 22 )

$$\bar{R}_{\text{rca}} = \lambda \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]} = \frac{\sqrt{4m^2 - 1}}{m\sqrt{3}}, \quad (62)$$

$$\bar{R}_{\text{mma}}^2 = \lambda^2 \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} = \frac{3}{5} \frac{12m^2 - 7}{4m^2 - 1}, \text{ 以及} \quad (63)$$

$$\bar{R}_{\text{cma}}^2 = \lambda^2 \frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]} = \frac{1}{5} \frac{56m^2 - 26}{4m^2 - 1} \quad (64)$$

對非方形群組，以類似方式可得到類似之表示。當該信號群組之點數變得很大時，則該標準化常數之趨近值為：

$$m \rightarrow \infty \quad \bar{R}_{\text{rca}} \approx 1.155 \quad \bar{R}_{\text{mma}} \approx 1.342 \quad \bar{R}_{\text{cma}} \approx 1.673 \quad (65)$$

### RCA、CMA及MMA架構摘要

該RCA、CMA及MMA技術之概略比較示於圖18之表格中。另外，圖19所示該表格顯示對用於前述盲等化技術該RCA、CMA及MMA之該抽頭更新架構之常數R、R<sub>1</sub>及R<sub>2</sub>之不同大小之信號群組說明值。圖19所示之數據假設該符號a<sub>n</sub>及b<sub>n</sub>為間歇值±1, ±3, ±5, ±7, . . .。這些常數之閉合形式表示以前述方式求得。

和該RCA及CMA相較，該MMA架構有許多優點。相對於該RCA架構，該MMA架構收斂較快及較可靠。相對於該CMA架構，該MMA架構之實施較經濟，因為執行收斂所需之處理較少。另外，MMA並未另將該信號點相位旋轉，因此不像CMA方法需要一補償相位轉子。另外要知道，該MMA架構對無載子AM/PM數位傳輸系統特別有用，及亦可用於如正交調幅之其它調變架構。

不幸的是，如稍早所述，該RCA、CMA及MMA可(不同程度)在某些狀況收斂至錯誤之解析，如前述之對角線解

## 五、發明說明( 23 )

析。但我們找到對一濾波器架構之等化器提供可靠之盲收斂之技術。特別是一盲等化架構之價值函數設計為將該二濾波器束縛為一希伯特對。也就是說，只在該二濾波器滿足希伯特轉換原理時可達到適當之系統收斂。例如，這些原理之一是該二濾波器需彼此正交。如在此所用，此新的盲等化價值函數稱為「束縛希伯特價值函數」(CHCF)。好處是，此技術可用於任何盲等化架構，如RCA、CMA及MMA。要知道，在CMA該錯誤更正項目是該二頻道之組合，其將造成錯誤解析之機會減到最小。結果，該CHCF架構對該RCA及MMA方法最為有用，而以下只描述這些方法之說明實施例。

束縛希伯特價值函數(CHCF)

圖11及12顯示本發明觀念之說明實施例。圖11說明一代表一數位信號處理器400之實施例，其設計是依照本發明該原理來實施一FSLE。數位信號處理器400包含一中央處理單元(處理器)405及記憶體410。記憶體410之一部份是用來儲存程式指令，以便在其由處理器405執行時實施該CHCF架構。此部份記憶體以411表示。記憶體之另一部份412是用來儲存由處理器405依照本發明之觀念來更新之抽頭係數值。其假設將一接收信號404供至處理器405，其依照本發明之觀念將此信號等化以提供一輸出信號406。僅為說明，假設該輸出信號406代表一等化器之一輸出取樣串列。(如所知之技術，一數位信號處理器在得到輸出信號406前可另外再處理接收信號404。)在此並未對一說明性軟體程式進行說

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明(24)

明，因為在了解在此描述該CHCF架構後，此程式是熟知本技巧者所能勝任的。另外要知道，任何等化器架構如稍早所述，可依照本發明觀念由數位信號處理器400實施。

圖12說明本發明觀念之另一替代實施例。電路500包含一中央處理單元(處理器)505及一等化器510。後者說明性地假設為一如前所述之分相FSLE。其假設等化器510包含至少一個抽頭係數暫存器，以儲存對應之抽頭係數向量值(如圖3所示)。處理器505包含未顯示之記憶體，其和圖11之記憶體410類似，用以實施該CHCF架構。代表一等化器輸出取樣串列之等化器輸出信號511提供至處理器505。後者依照本發明觀念分析等化器輸出信號511，以收斂為一正確解析之方式調適該抽頭係數值。

### 用於RCA之束縛希伯特價值函數(CHCF)

先設計使用RCA之該二個濾波器架構之新的價值函數，則求得該對應之抽頭更新架構。圖2所示該二個濾波器架構具有二個實濾波器c及d，其RCA抽頭更新架構由等式(24a)及(24b)說明。在其一般之形式，該RCA價值函數是設計為將該四點分割器之均方誤差減到最小。

由等式(24a)及(24b)要知道，該二個濾波器之更新是獨立的。雖然該價值函數之設計是要將該結果之誤差 $E_{r,n}$ 減到最小，該誤差可在該共相及正交相位次元獨立計算。該價值函數則可解釋為分別二個：

$$CF = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2] = E[e_{r,n}^2] + E[\tilde{e}_{r,n}^2] \quad (66)$$

對RCA，該誤差項目如等式(21a)及(21b)所示計算，其

## 五、發明說明 ( 25 )

中R爲一適當選擇之常數。由這些等式，可看到各誤差項目之計算是彼此獨立的。結果，雖然該二個濾波器可收斂及適當等化該頻道，但若該二個濾波器是無任何限制之獨立調適，可能無法達成適當之系統收斂。例如，上述之對角線解析在各濾波器甚至完全收斂時產生。爲能降低錯誤解析之產生及增加收斂之可靠度，必須改良基本之價值函數，使得在該二頻道間能夠耦合。

特別是，爲在該收送器系統強制該二濾波器爲一希伯特對，將提出該束縛希伯特價值函數(CHCF)。依照本發明之觀念，除了該分割器之誤差量，另使用二個新的誤差量以依照此新的價值函數更新該濾波器。

希伯特對之一種狀況是該二濾波器之脈衝響應必需彼此正交。因此，該價值函數產生之第一誤差 $e_{o,n}$ 是由此正交狀況獲得，及在此視爲「正交誤差」。該正交誤差在該抽頭以分割器誤差 $e_{r,n}$ 更新前，由該點乘積計算：

$$e_{o,n} = c_n^T d_n \quad (67)$$

對完全之希伯特對 $e_{o,n} = 0$ 。但只要若滿足該點乘積狀況則該二濾波器可爲正交而不必爲一希伯特對。因此在該價值函數加上一第二誤差量 $e_{h,n}$ ，以滿足希伯特轉換之另一必要狀況，該狀況爲等能狀況：

$$e_{h,n} = c_n^T c_n - d_n^T d_n, \quad (68)$$

以及對希伯特轉換 $e_{h,n} = 0$ 。該希伯特轉換等能定理表示爲：

$$\int_{-\infty}^{+\infty} c^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{c}^2(t) dt \rightarrow c_n^T c_n = d_n^T d_n \quad (69)$$

加上等式(67)及(68)該二誤差量，依該均方誤差方法之

## 五、發明說明 ( 26 )

該完整束縛希伯特價值函數成爲：

$$CF = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2 + e_{o,n}^2 + e_{h,n}^2] \quad (70)$$

該價值函數可另外表示爲：

$$CF = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2 + e_{o,n}^2 + e_{h,n}^2] \quad (71a)$$

$$= E[(y_n - R \operatorname{sgn}(y_n))^2 + (\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n))^2 + (c_n^T d_n)^2 + (c_n^T c_n - d_n^T d_n)^2] \quad (71b)$$

$$= E[(c_n^T r_n - \hat{a}_n)^2 + (d_n^T r_n - \hat{b}_n)^2 + (c_n^T d_n)^2 + (c_n^T c_n - d_n^T d_n)^2] \quad (71c)$$

該具有CHCF之二個濾波器架構之抽頭更新在圖21以圖示說明。在各頻道將三個誤差修正項目相加以形成總修正項目。對該二抽頭向量之該束縛希伯特價值函數梯度爲：

$$\nabla_c(CF) = \frac{\partial CF}{\partial c_n} = E[e_{r,n} r_n + e_{o,n} d_n + e_{h,n} c_n] \quad (72)$$

$$\nabla_d(CF) = \frac{\partial CF}{\partial d_n} = E[\tilde{e}_{r,n} r_n + e_{o,n} c_n - e_{h,n} d_n] \quad (73)$$

該濾波器抽頭之更新和梯度反向，因此更新抽頭之隨機梯度架構是：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha e_{r,n} r_n - \mu_o e_{o,n} d_n - \mu_h e_{h,n} c_n \quad (74)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha \tilde{e}_{r,n} r_n - \mu_o e_{o,n} c_n + \mu_h e_{h,n} d_n \quad (75)$$

在此，對該三個誤差更正項目 $\alpha$ ， $\mu_o$ 及 $\mu_h$ 使用三個不同之步階大小。該抽頭更新架構可另外表示爲該輸入向量之函數：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha (c_n^T r_n - \hat{a}_n) r_n - \mu_o (c_n^T d_n) d_n - \mu_h (c_n^T c_n - d_n^T d_n) c_n \quad (76)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha (d_n^T r_n - \hat{b}_n) r_n - \mu_o (c_n^T d_n) c_n - \mu_h (c_n^T c_n - d_n^T d_n) d_n \quad (77)$$

依照本發明觀念，先前對該二個濾波器架構提供之該盲等化架構是利用具有對應抽頭更新架構之該束縛希伯特價

## 五、發明說明 ( 27 )

值函數來打開該眼圖。當該眼睛模式利用該盲等化架構而張得夠開時，則切換該架構以該標準LMS抽頭更新架構作用。要知道，等式(76)及(77)之該項目 $(c_n - \alpha(c_n^T r_n - \hat{a}_n)r_n)$ 及 $(d_n - \alpha(d_n^T r_n - \hat{b}_n)r_n)$ 分別為稍早描述該未改良RCA方法之抽頭更新等式。

如上所指，此新架構和三個步驟大小有關。步驟之大小需要依經驗適當來選擇以使該等化器在頻道等化時能適當地運作。通常對RCA，選擇 $\mu_o = 2\alpha$ 及 $\mu_h = 0.5\alpha$ 。

用於MMA之束縛希伯特價值函數(CHCF)

先前討論之RCA改良盲等化架構在盲啟動時降低該二個錯誤解析之發生。相同之收斂問題在MMA雖然較少，但偶爾亦會發生。MMA價值函數之一般形式示於等式(36)。此價值函數梯度示於等式(38a)及(38b)。在此範例假設該MMA抽頭更新架構是由等式(40a)及(40b)表示。

MMA價值函數原來之設計是該二個濾波器誤差之最小化可為獨立。如同RCA，該二個濾波器等化器在該二個濾波器獨立調適而在其間無任何束縛時，可收斂為錯誤解析。為改良該MMA架構以採用該CHCF方法，該束縛希伯特價值函數可使用和等式(66)相同之形式。使用該一般MMA修正項目 $e_{r,n}$ 及 $\tilde{e}_{r,n}$ ，MMA之新的價值函數表示為：

$$CF = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2 + e_{o,n}^2 + e_{h,n}^2] \quad (78a)$$

$$= E[(y_n^2 - R^2)^2 + (\tilde{y}_n^2 - R^2)^2 + (c_n^T d_n)^2 + (c_n^T c_n - d_n^T d_n)^2] \quad (78b)$$

$$= E[(c_n^T r_n r_n^T c_n - R^2)^2 + (d_n^T r_n r_n^T d_n - R^2)^2 + (c_n^T d_n)^2 + (c_n^T c_n - d_n^T d_n)^2] \quad (78c)$$

## 五、發明說明 ( 28 )

對該抽頭向量，此束縛希伯特價值函數梯度為：

$$\nabla_c(CF) = E[e_{x,n}y_n r_n + e_{o,n}d_n + e_{h,n}c_n] \quad (79a)$$

$$\nabla_d(CF) = E[e_{r,n}y_n r_n + e_{o,n}c_n - e_{h,n}d_n] \quad (79b)$$

該二個濾波器之抽頭更新架構由以下等式提供：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha(c_n^T r_n)^2 - R^2) y_n r_n - \mu_o(c_n^T d_n) d_n - \mu_h(c_n^T c_n - d_n^T d_n) c_n^T \quad (80)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha(d_n^T r_n)^2 - R^2) \tilde{y}_n r_n - \mu_o(c_n^T d_n) c_n + \mu_h(c_n^T c_n - d_n^T d_n) d_n^T \quad (80)$$

可看到MMA只有基本之誤差更正項目 $e_{r,n}$ 及 $\tilde{e}_{r,n}$ 和RCA不同，該誤差更正項目 $e_{o,n}$ 及 $e_{h,n}$ 以和RCA相同之方式計算。

上述僅說明本發明原則及對熟於本技巧者則能做許多在此並未清楚描述而實施本發明原理及在其精神及範圍內之替代安排。

例如。雖然本發明在此說明是以如一等化器等之不連續功能標準部件實施，這些標準部件之任一或更多功能可使用一或多個合適之程式化處理器實行。

另外，雖然本發明觀念是以一二個濾波器FSLE內容描述，本發明之觀念可適用於調適該濾波器之其它形式，例如(但不限於)一決定回授等化器(DFE)。本發明之觀念適用於所有形式之通訊系統，如廣播網路，如高精度電視(HDTV)、點對多點網路如光纖對該抑制電流(前述)、信號識別或分類，如線抽頭之應用等。

## 六、申請專利範圍

1. 一種用於通訊接收器之方法，該方法包含以下步驟：

調適性地過濾一接收信號為一組抽頭係數值函數，以提供一過濾信號；以及

使用一盲等化架構來調適該抽頭係數值組；

其中該盲等化架構為一束縛希伯特價值函數之函數。

2. 根據申請專利範圍第1項之方法，其中該盲等化架構調適為一改良為包含一正交誤差項目及一等能狀況之降低群組架構。
3. 根據申請專利範圍第1項之方法，其中該盲等化架構調適為一改良為包含一正交誤差項目及一等能狀況之常數係數架構。
4. 根據申請專利範圍第1項之方法，其中該盲等化架構調適為一改良為包含一正交誤差項目及一等能狀況之多係數架構。
5. 根據申請專利範圍第1項之方法，另外包含在一算出之誤差率小於一預定值時，切換至一決定導向調適架構，以調整該抽頭係數值組之步驟。
6. 根據申請專利範圍第5項之方法，其中該決定導向調適架構使用一最小均方抽頭更新架構。
7. 一種用於接收器之裝置，該裝置包含：  
一調適濾波器，具有二個濾波器裝置，其中該二個濾波器另外各包含一個別之抽頭係數值組；以及  
用以依照將該二個濾波器均束縛為一希伯特對之一盲等化架構，調適各組抽頭係數值之電路。



## 六、申請專利範圍

8. 根據申請專利範圍第7項之裝置，其中該盲等化架構為一改良為包含一正交誤差項目及一等能狀況之降低群組架構。
9. 根據申請專利範圍第7項之裝置，其中該盲等化架構調適為一改良為包含一正交誤差項目及一等能狀況之常數係數架構。
10. 根據申請專利範圍第7項之裝置，其中該盲等化架構調適為一改良為包含一正交誤差項目及一等能狀況之多係數架構。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

348344

8611-944

圖 1

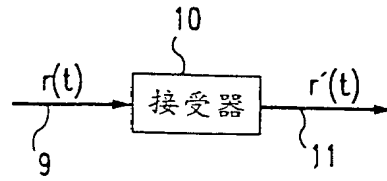
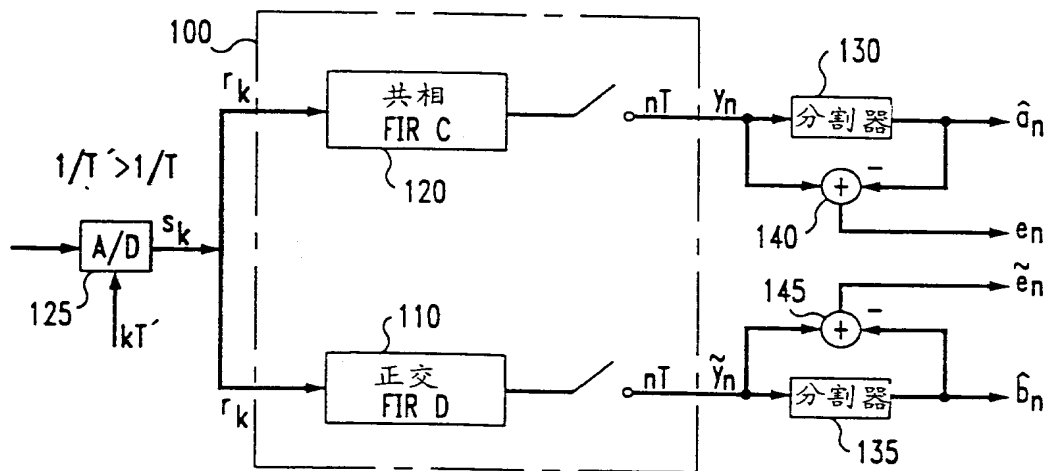


圖 2

先前技術



分相

圖 3  
先前技術

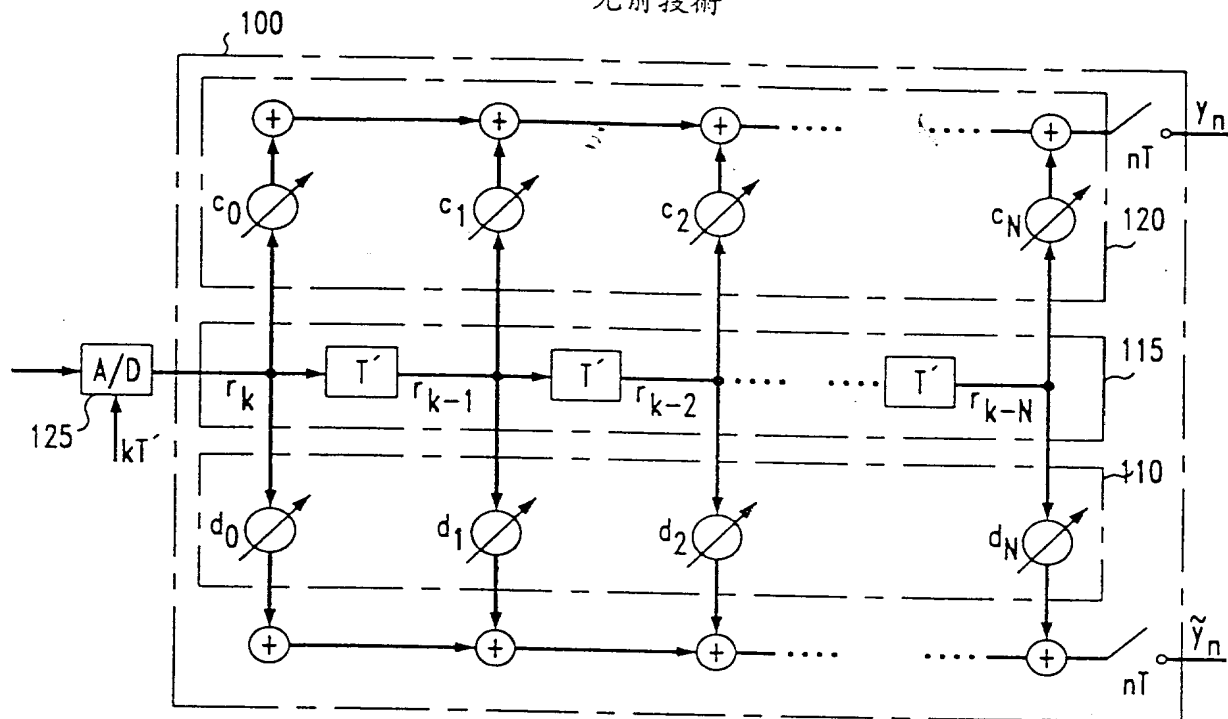


圖 4  
先前技術

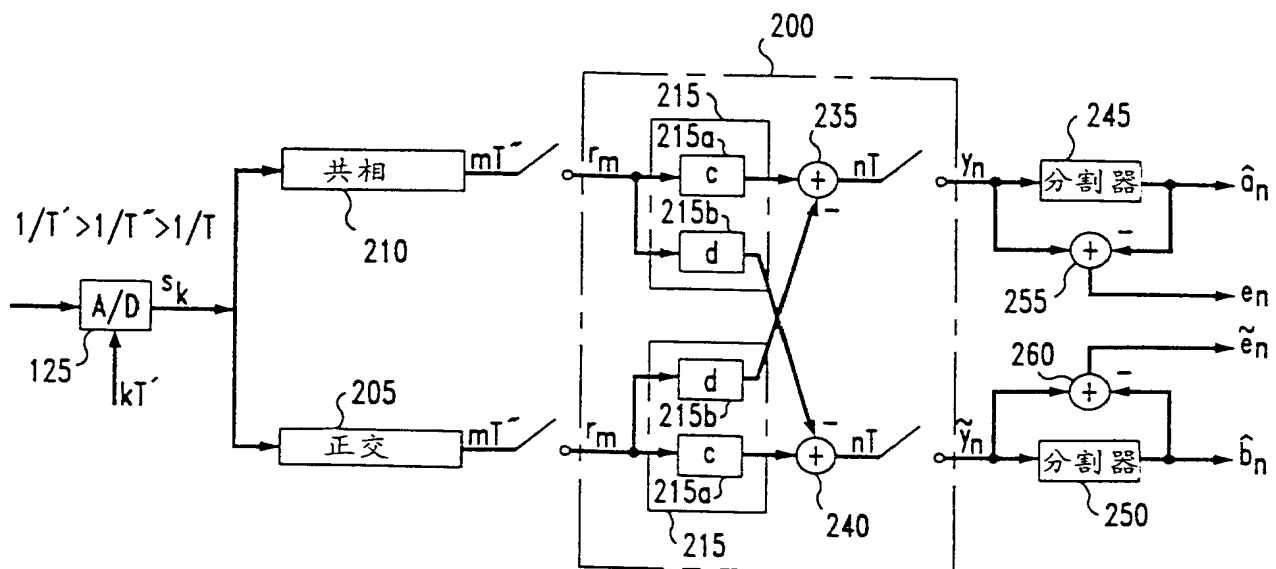


圖 5  
先前技術

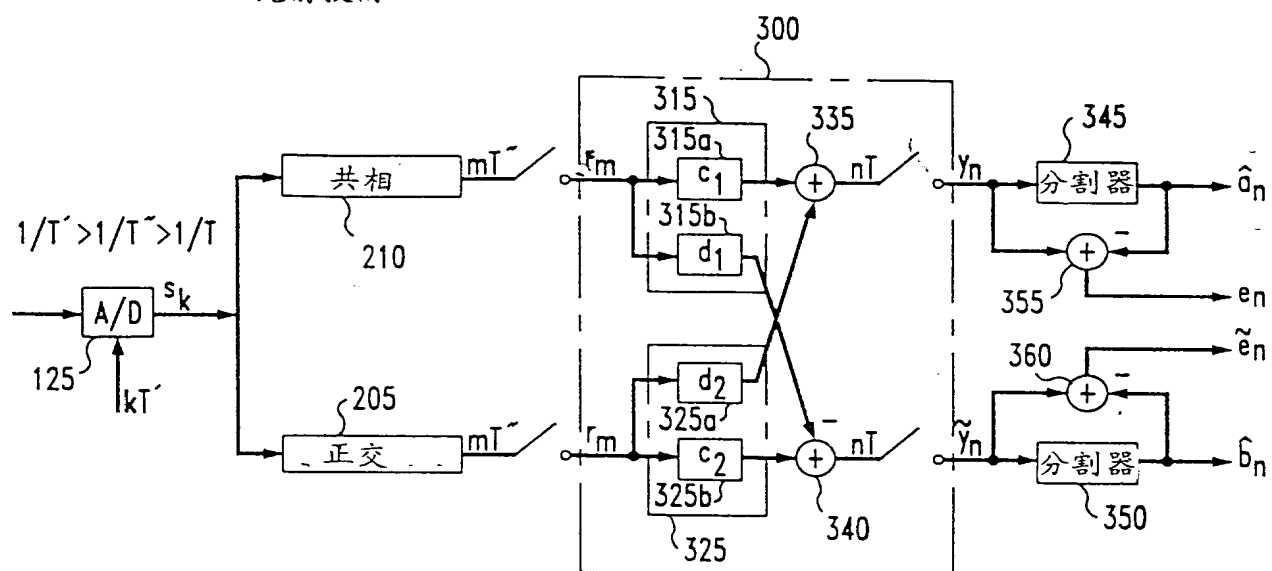


圖 6  
先前技術  
非等化信號群組

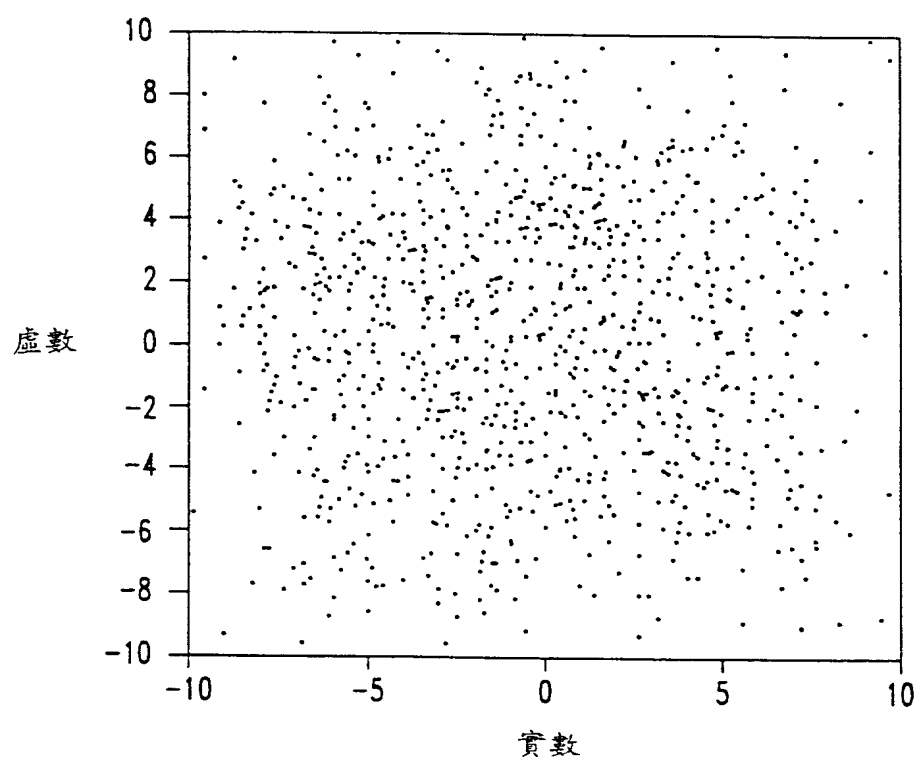


圖 7  
MMA 開始

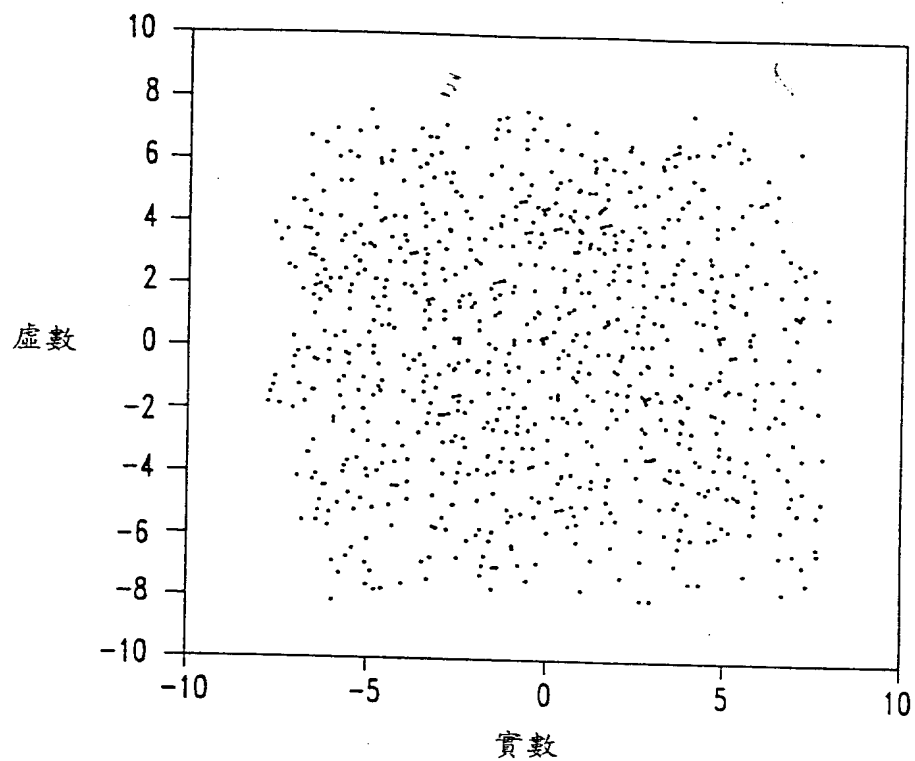


圖 8  
先前技術

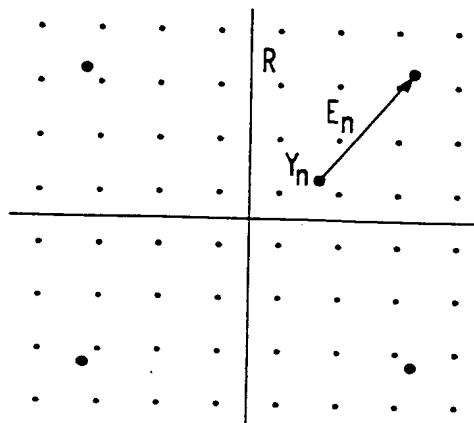


圖 9

先前技術

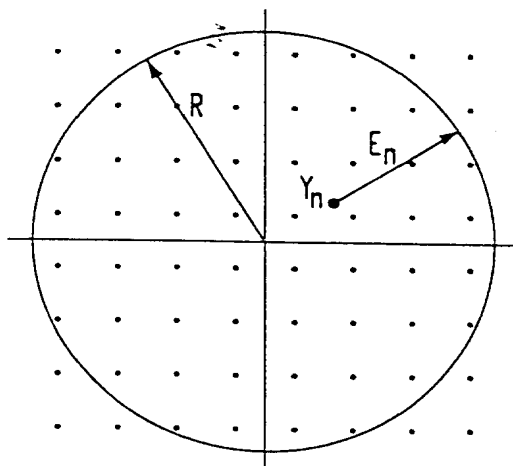
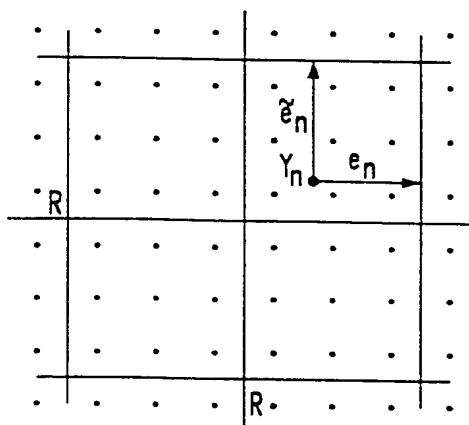


圖 10



348344

圖 11

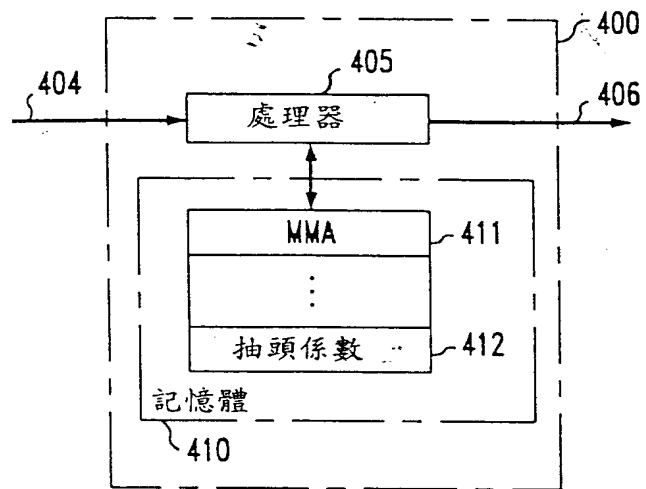


圖 12

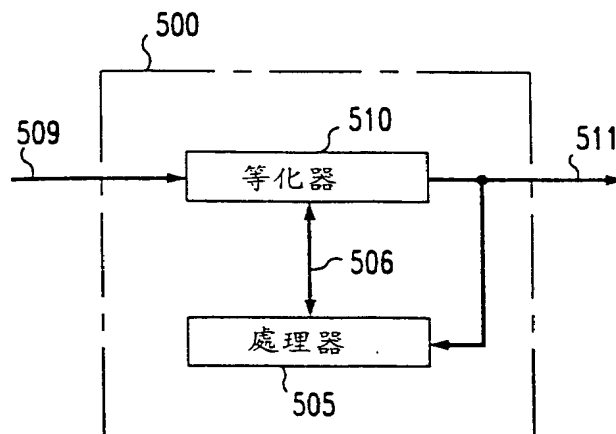


圖 13  
共相次元係數

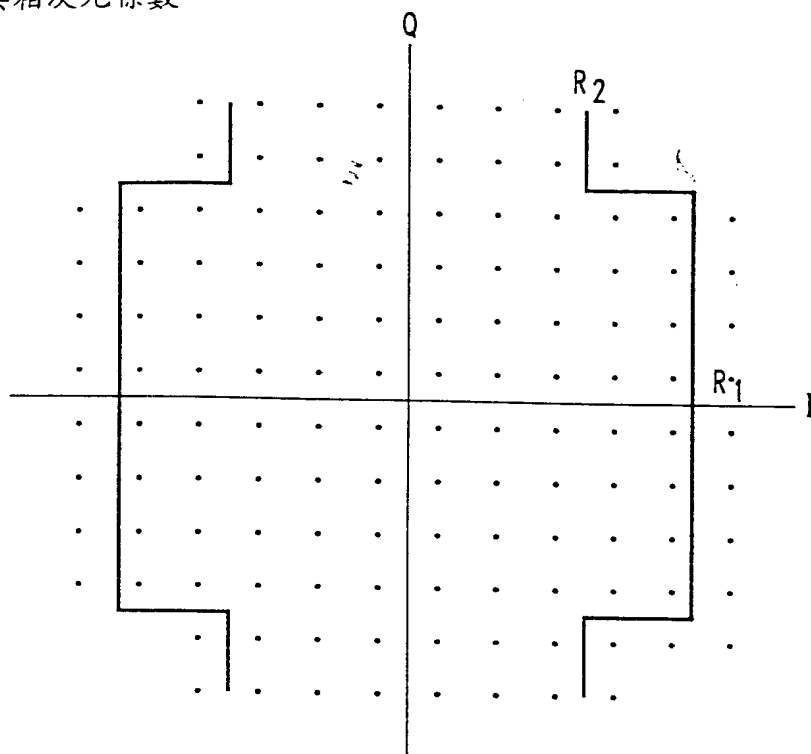


圖 14  
正交相位次元係數

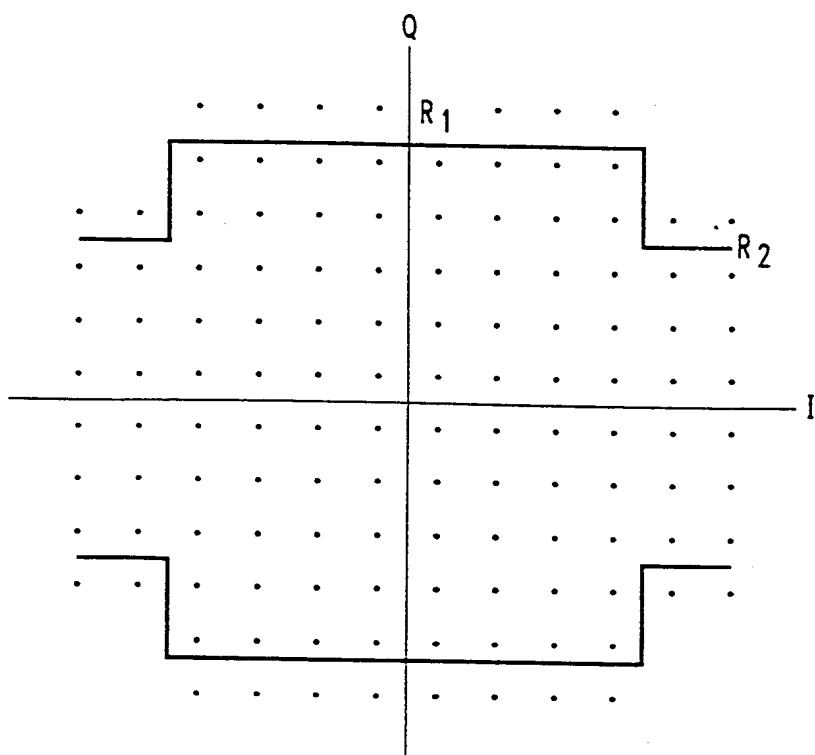




圖 15  
二次元之係數

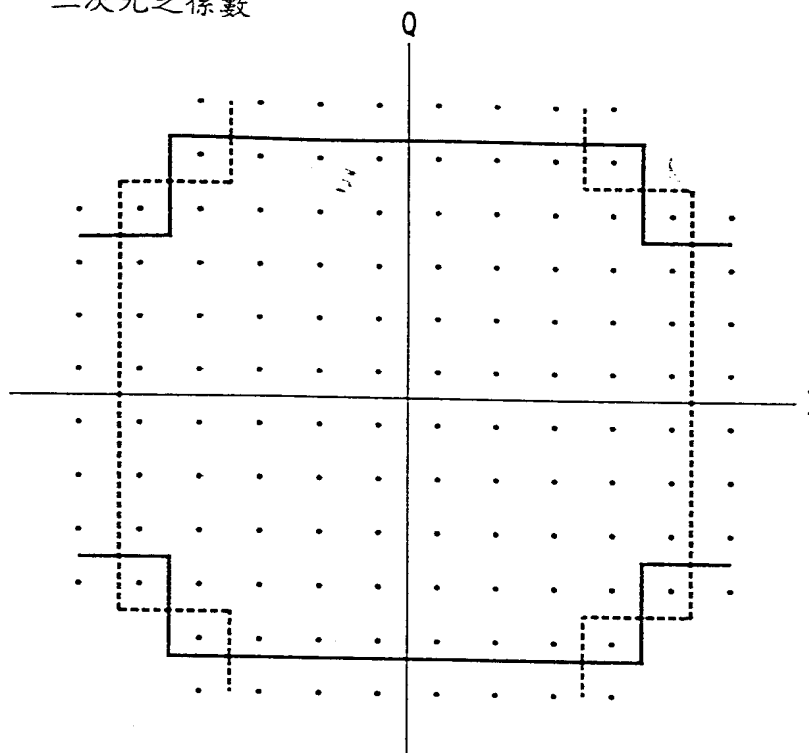


圖 16  
以 MMA 之收斂後

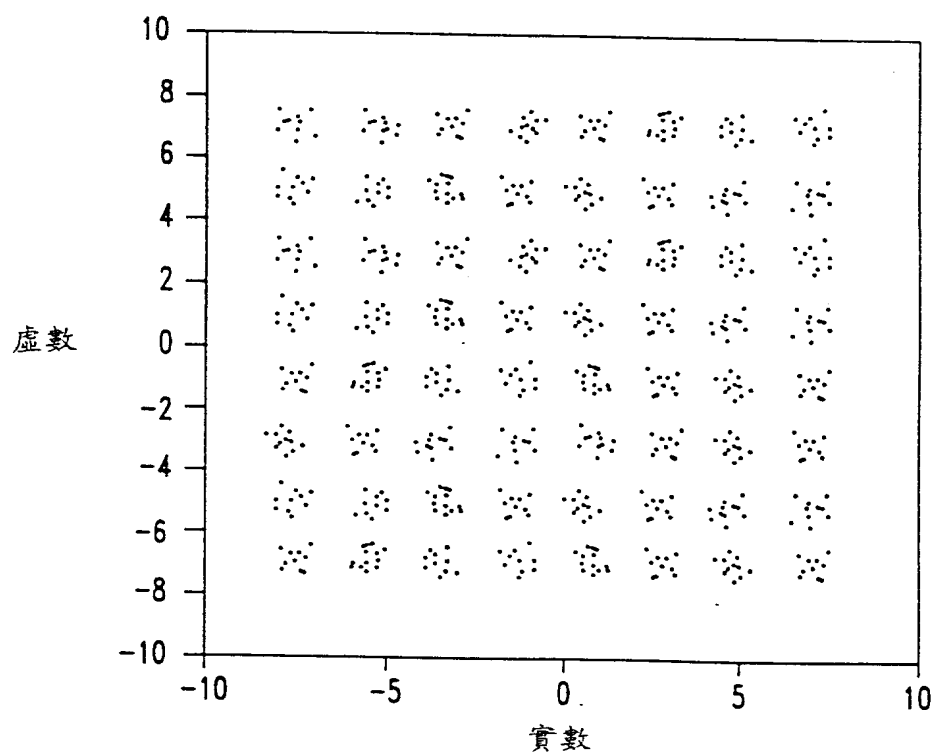


圖 17

以 64 點分割器在收斂後

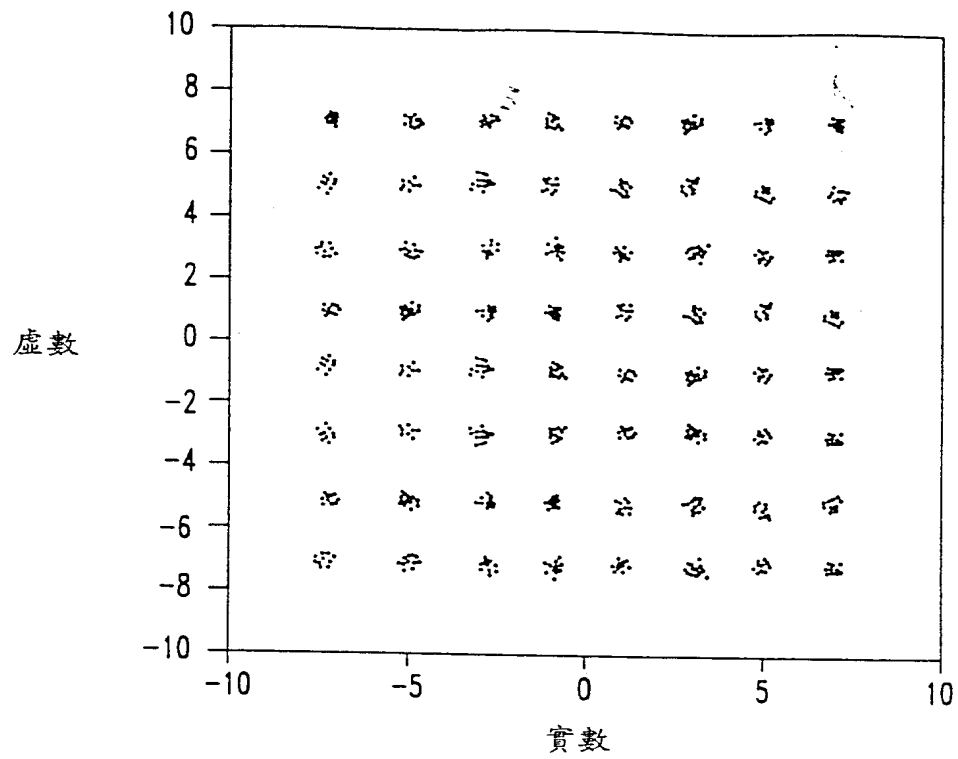


圖 18

| 盲等化架構主要特性 |     |     |      |
|-----------|-----|-----|------|
| 架構        | 可靠度 | 複雜性 | 收斂速度 |
| RCA       | 低   | 低   | 第二快  |
| MMA       | 高   | 中   | 最快   |
| CMA       | 很高  | 高   | 最慢   |

圖 19

| 對符號程度 $\pm 1$ ， $\pm 3$ ， $\pm 5$ ， $\pm 7$ ，...之帶數 $R$ ， $R_1$ 及 $R_2$ 值 |       |        |        |        |         |         |         |
|---|-------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|
| 架構  | 4-CAP | 16-CAP | 32-CAP | 64-CAP | 128-CAP | 256-CAP | 512-CAP |
| RCA   | 1     | 2.50   | 3.64   | 5.25   | 7.45    | 10.625  | 15.00   |
| MMA   | 1     | 2.86   | 4.32   | 6.08   | 8.88    | 12.34   | 17.87   |
| CMA   | 1.414 | 3.633  | 5.11   | 7.616  | 10.49   | 15.39   | 21.11   |
| MMA $R_1$   | --    | --     | 4.49   | --     | 9.22    | --      | 18.55   |
| MMA $R_2$   | --    | --     | 2.86   | --     | 6.08    | --      | 12.34   |

圖 20  
64-CAP 之對角線解析

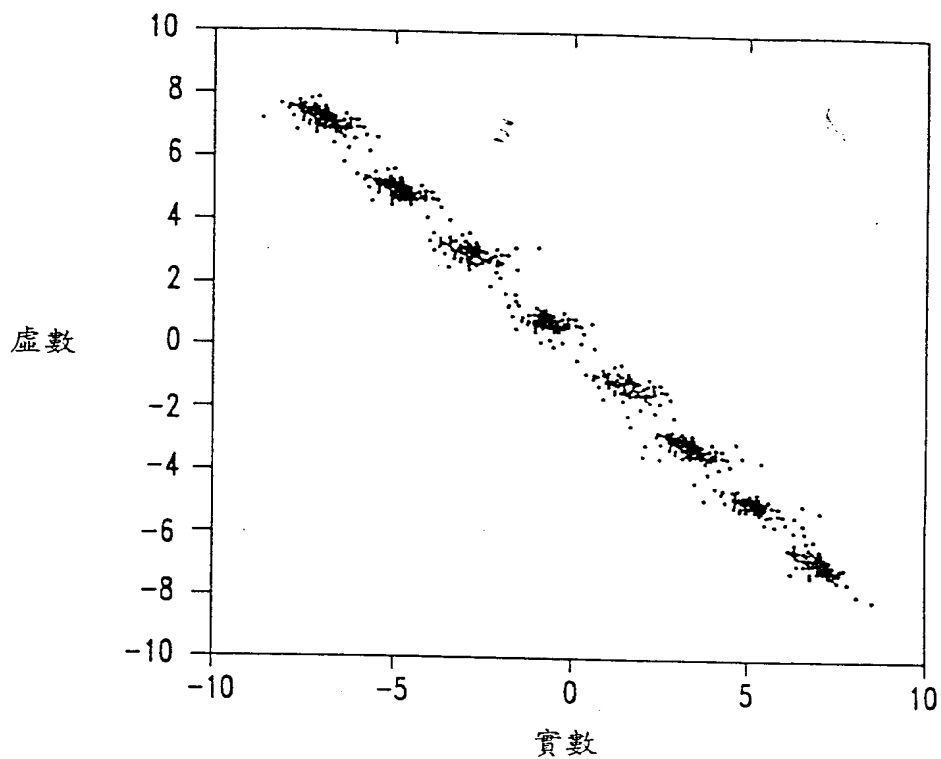


圖 21  
具有該束縛希伯特價值函數之  
二個濾波器架構之抽頭更新

